بسمه تعالی

جزوه

اندازه گیری مایکرویو

دانشگاه

علم و صنعت

استاد

دکتر طیرانی

« اندازه‌گیری مایکروویو »

دکتر طیرانی

به نام خدا

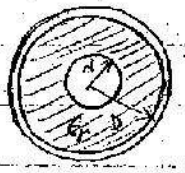
کابل / کانکتور / مبدل

این عناصر هیچ وقت اندازه‌گیری هستند! برای هر اندازه‌گیری کابل و کانکتور خاصی باید در نظر گرفت. مبدل عنصر رابط بین دو کابل است و با اتصال دو کانکتور بسیار خاصی دارد.

کابل ها

مشخصات زیر برای کابل بسیار مهم است: (کابل هی کواکسیال)

۱- امپدانس مشخصه



$$Z_0 = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log D/d$$

$$L = 0.14 \log D/d \quad (\mu H/ft) \qquad C = \frac{7.354}{\log D/d}\,\epsilon_r \quad (pF/ft)$$

بیشترین کاربرد در کابل هی کواکسیال دارای امپدانس هی 50 ، 75 ، 93 و 93 اهم هستند.

۲- CW power Rating (تحمل توان)

میزان توان عبوری از این کابل بدون اینکه مشکلی پیش آید از کابل می‌توان عبور داد. وقتی توان بالا می‌رود، عملاً ولتاژ و جریان در کابل بالا می‌رود و در نتیجه جریان هی زیادی از هادی و دیالکتریک عبور می‌کند.

کابل باید بتواند این حرارت را دفع کند. بنابراین CW power rating به شرایط محیطی بسیار بستگی دارد.

وقتی که SWR زیاد باشد (یعنی برگشت جریان و ولتاژ) جریان بسیار زیاد (۸ تا ۱۰ برابر) در آن نقاط در کابل گرمای بیشتری تولید می‌شود و به آنها نقاط داغ گفته می‌شود.

با افزایش گرما R و G بیشتر می‌شود در نتیجه تلفات بیشتر می‌گردد.

فرض ما در مورد CW power خیلی کم است. هر چه فرکانس بالا می‌رود این میزان CW power rating به شدت کاهش می‌یابد.

۳- Maximum operating voltage:

ما می‌توانیم توان زیادی را عبور دهیم که ولتاژ خیلی زیادی را داشته باشیم (SWR↑) در

اینجا است که دقت خلیج زیاد می‌شود آنگاه جزئی می‌زند و این باعث افزایش نویز (اگر جزئی کوچک باشد) و حتی آسیب دیدن مدار کابل (در جزئی جزئی) می‌شود. معمولاً این مقدار برای ولتاژهای ac است در مورد ولتاژ DC می‌توانید ۲ برابر مقدار داد. شده در کاتالوگ را در نظر بگیرید.

۴ - تضعیف در واحد طول:

$$\alpha = \underbrace{4.34 \frac{R_T}{Z_0}}_{\text{هادی}} + \underbrace{2.78 \sqrt{\epsilon_r} \cdot f \cdot tg\delta}_{\text{دی الکتریک}} \quad (dB/100ft)$$

$$R_T = \frac{1}{D} + \frac{1}{d}\sqrt{f} \qquad f\ (MHz \text{ برحسب})$$

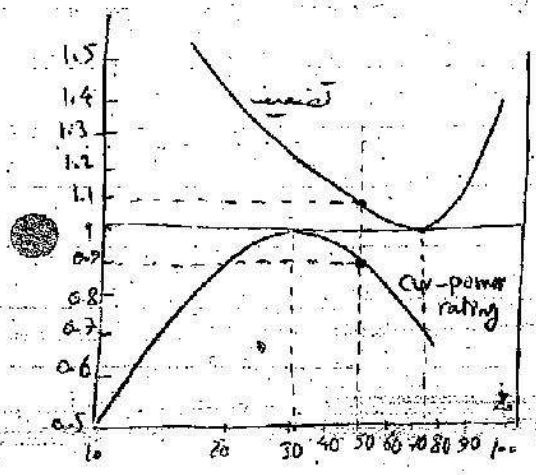
معمولاً تلفات هادی از تلفات عایق دی الکتریک بزرگتر است.

نکته ۳:

" " اینکه در استانداردهای ۵۰، ۷۵، ۳۳ اهم از کجا آمده اند؟ این مقادیر از میزان آتلاف و cw power rating بدست آمده اند.

فرض کنید در ساختار فیزیکی و کلاسیک کابل ثابت و مشخص باشد. اقطار داخلی و خارجی (شکل e_r و ضخامت هادی) ثابت باشد) و اگر نقطه قطرهای داخلی را تغییر دهیم؛

نمودار زیر بدست حاصل می‌شود.



این نمودار را بگیرید: بر حسب تلفات کابل را کابل ۷۵ اهم بهترین حالت است. پس وقتی امکان انتقال توان مطرح است از این کابل استفاده می‌شود و حداکثر ماکزیمم cw-power را کابل ۳۳ اهم دارا می‌باشد. کابل ۵۰ اهم از دو حالت فوق در حد وسط است و نسبت به حالت مذکور در حدود ۱۰٪ در حد بهتر است. پس کابل مناسبی است.

* کابل ۹۳ اهمی کاربرد خیلی خاصی در کاربردهای فضایی دارد که کمتر از این کابل تولید می‌شود.

۵- cut off frequency

$$f_c = \frac{1.18 \times 10^4}{\pi \left(\frac{D+d}{2}\right) \sqrt{\epsilon_r}} \quad (MHz)$$

۶- نویز کابل : ۲ خط تلفات آن ، نویز در کابل وجود دارد :

نویز الکتریکی — گرما و نویز حرارتی .

نویز الکترواستاتیکی — چون صوت باعث لرزش یا جریان محیط انتقال می‌شود یا عث نویز می‌شود .

۷- shielding

کابل‌ها به سه دسته تقسیم بندی می‌شوند

Flexible
semi-rigid
Rigid

کابل‌های Flexible دارای حلقه‌های خارجی بافته شده (Braid) single Double strip می‌باشد و عموماً به کابل آسانی می‌شود و می‌توان ۱۰۰۰ بار بدون خراب شدن و اندازه ۵ برابر قطر کابل آن را حلقه نمود .

کابل‌های semi-rigid دارای شکل ظاهری نوار‌های شکل هستند و هادی داخلی و خارجی آن solid می‌باشد و در نتیجه تلفات آنها بسیار کمتر از حالت Flexible کمتر می‌باشد . و این کابل‌ها را می‌توان ۲۰ بار و به قطر ۱۰ برابر قطر کابل حلقه نمود .

کابل‌های Rigid دارای shielding بسیار بالا و اصلاً کابل انعطاف نیست و عموماً در دستگاه‌های اندازه‌گیری داخل مدارات داخلی که همیشه ثابت هستند بکار می‌روند .

۸- درجه حرارت :

همه محدودیت بستگی به عایق است . مثلاً تفلون تا ۳۰۰ الی ۴۰۰ درجه هیچ مشکلی ندارد . (و یا عیب عمده آنها انبساط حرارتی زیاد آنهاست) . و ترکیبات تفلون (سیلیکونات) در حدود ۲۰۰ می‌باشد .

اگر کابلی را خواستید بطور دائم با کابل ۸۰ درجه استفاده کنید باید حتماً هادی آنها نقره باشد . چون مس در این دما اکسیده می‌شود .

معرفی چند کابل

A- Flexible

RG	Z_0	C/L (pF/ft)	P/(watt)	α (dB/25ft)	قطر خارجی (in)
8A	52	29.5	190	2.25	0.405
9A	51	30.0	190	2.25	0.420
58A	52	28.5	44	5.0	0.195
59A	75	21.0	77	2.875	0.242
62A	93	13.5	70	2.125	0.242
174	50	30.8	16	7.75	0.100
196	50	24.4	7.8	11.25	0.08
214	50	30.8	190	2.25	0.426
223	50	30.8	53	4.125	0.216

- از روی جدول فوق می‌توانید حس کنید هر قطر بیشتر با مشخصات تلفات کمتری می‌شود؛ به طور سرانگشتی می‌توان گفت هرچه کابل کلفت‌تری شود توان انتقالی بیشتری می‌شود و هرچه قطر کمتری شود توان افت می‌کند. همچنین کابل‌های نازک تلفات زیادی دارند.

- از روی این جدول نمی‌توان در مورد خازن کابل‌ها صحبت کرد چون تغییرات زیادی ندارند.

- از روی رابطه f_c می‌توان دید هرچه کابل نازک‌تر باشد فرکانس قطع آن خیلی بالاتر است. پس هرچه فرکانس کار خیلی بالاست باید از طول عمر کابل‌های نازک استفاده نمود.

- کابل‌های خیلی Flexible این تلفات بیشتری دارد. (تلفات تقریبی است).

B- Semi-rigid

SRC	قطر خارجی	α (dB/100ft)	P/watt	f_c
085	0.085	18.7	220	45 GHz
141	0.141	11.6	600	30.9 GHz
250	0.250	7.3	1200	17.2 GHz

- این نکته بسیار جالب است که اگر کابل تلفات کمتری داشته باشد و نتوان در آن فرکانس کار کرد

به درد ما نخواهد خورد!

۱۵/۱۲/۱

کانکتورها

کانکتورها علاوه بر شکل کوچکی بدنه فلزی دیگری دارند که برای اتصالات می باشد. و شکل و ساختار داخلی آن کمی پیچیده است.

سبدار امپدانس مشخصه میزان SWR کانکتورها از اهمیت بیشتری برخوردار است.

میزان تضعیف کانکتورها به علت طول کم آنها خیلی اهمیت ندارد. میزان تضعیف و SWR مربوط به تبدیل کردن سیم ها بسیار قابل ملاحظه تر از قطعات خود کانکتور است. و کار تبدیل کابل باید توسط یک شخص خبره انجام شود.

چون در سیگنال ها تعداد این کانکتورها ممکن است زیاد شود بنابراین حتی میزان بسیار کم SWR قابل ملاحظه خواهد بود و رفع آن ما را دچار مشکل می کند.

- فرکانس قطع:

$$\lambda_c = K\pi \frac{D+d}{2}\sqrt{\epsilon}$$

- Repeadability: میزان تغییرات SWR با باز و بسته کردن کانکتور.

هرچه این تغییرات SWR کمتر باشد آن کانکتور بهتر خواهد. عموماً کانکتورهای پیچی در این مورد بهتر هستند.

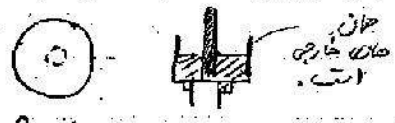
در بستن کانکتورها باید بسیار دقت نمود. اگر آن را بد ببندیم داخل آن از براده دی الکتریک پر می شود. و نیاز به تمیز کردن آن خواهد بود.

- یکی از خصوصیات مهم کانکتورها مقاومت رشته کانکتور آن می باشد که انحراف از مرکز آن میزان برگشت آمدگی آن را باعث افزایش SWR کانکتور خواهد شد.

خصوصیات:

- باندهای فرکانس مختلف کانکتورهای ویژه ای را می طلبند:

UHF M-Type



پیچی — BNC
فشاری — TNC

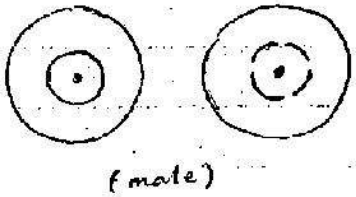
→ (BNC) تا حدود 1GHz
(TNC) تا 2GHz

عملکرد خوبی دارند.

N-Type :

این کانکتور دارای مشخصه مکانیکی و الکتریکی نسبتا خوبی است. رنج کاری N-Type تا 8 گیگاهرتز است.
(اکثر باند X) و تا این رنج ها این کانکتور را توصیه می کنند.

* معمولا روی دستگاه Female و بندتا استفاده بیشتری داشته باشد. امروزه به علت دقت بالا روی male to Network و بندتی دارای " خوبی نیستند؛



۴ کابیت
۶ کابیت
۸ کابیت
دلیم ...

با ایجاد کابیت ولتاژ قطع را بالا می برند.

— چون جریان از سطح در جهت z دارد با حذف این جریان ها شدت دیگر حذف می کنند.

دوراه ← برای بالا بردن ولتاژ قطع است ← استفاده از collet / حذف عایق (هوا)

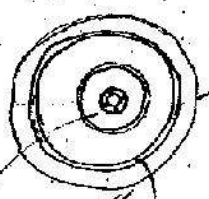
SMA : 18 GHz

APC : A Precision Connector (12 GHz)

→ APC 7 - APC3.5 , 2.8 ; 1.9 , ... , 1

کانکتور APC7 جنس ندارد (sex less).

APC7 ساختار :



APC 3.6 (6 GHz)

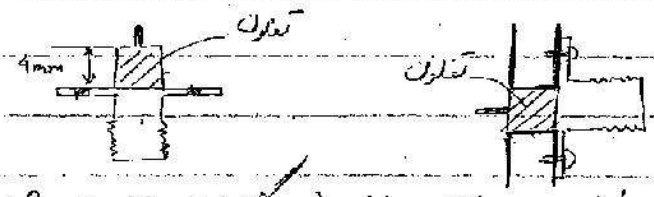
مثل SMA است ولی عایق ندارد.

APC 1 : dc — 110 GHz

— در انتخاب کانکتورها : هم میزان SWR آن است نه ولتاژ قطع آن. یعنی کانکتور را تا ولتاژی استفاده می کنیم که " از حد مجازی بیشتر نشود (1.05 SWR) 1.01 "

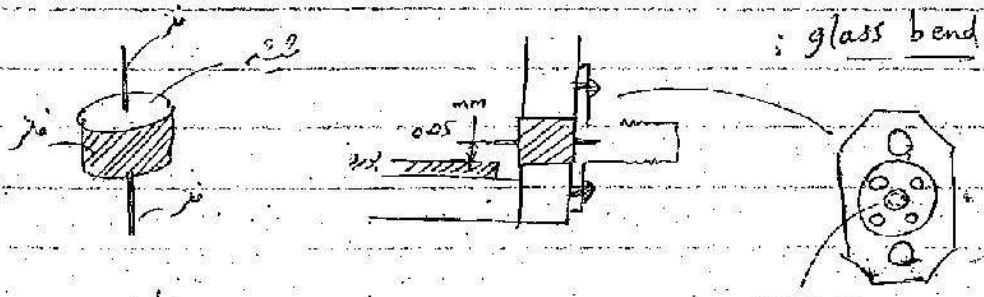
بشکل بدنه SMA و APC ها غیر از APC-7 و APC 1 کاملا شبیه هم است و قطر داخلی هادی خارجی در این متفاوت خواهد بود.

هنگام سوار کردن SMA روی Box ها به این نکات دقت کنید.



- چنانچه دیواره بدنه خود مکمل این میله خواهد بود و نیاز به سوراخ دیواره کار باشد. این باعث Miss Match خواهد شد.

: glass bend



slotless glass bend ها برای کار در فرکانس های بالا برای مدت زمان طولانی بکار می روند چون تقارن کامل ضریب انبساط طولی دارد از سطح استفاده می نمایند.

اندازه گیری قدرت ماکروویو

قدرت توان مشخصه‌ای است که اندازه گیری شده است . چند تعریف برای اندازه‌گیری توان مشخص شده است :

* قدرت متوسط :
* قدرت cw ← برای سیگنال cw اندازه‌گیری می‌شود . چون در اینجا توان ثابت است سرعت اندازه‌گیری مهم نیست .
* اگر سیگنال cw نباشد ، اندازه‌گیری کند در یک بازه زمانی نسبتاً طولانی (نسبت به پریود تغییرات توان نوسانی سیگنال) انجام می‌شود .

* قدرت پالس : سیگنال مورد نظر رادار ← قدرت در زمان حضور پالس + PRF + عرض پالس

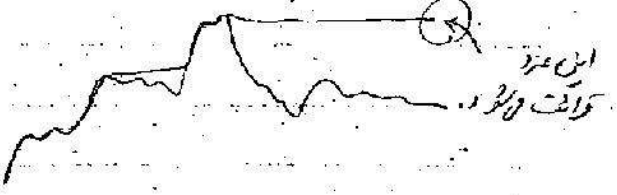
$$P_{ave} = \frac{P_{pulse} \times \tau}{T}$$

در این گونه سیگنال که زمان حضور پالس معمولاً کم است ، قدرت متوسط توان متوسط را اندازه‌گیری می‌کند و از روی آن توان پالس را اندازه‌گیری می‌کنند .

مثلاً : $\tau = 1\mu sec$, $T = 10msec$ $\Rightarrow$ $P_{av} = 10^{-4} P_{pulse}$

* قدرت پیک :

اندازه‌گیری پیچیده است و سریع باشد . چون در مورد سیگنال‌هایی که دارای توان ثابتی نیستند بکار می‌رود .



مراحل اندازه‌گیری

روش اندازه‌گیری مطلق ۳ مرحله دارد :

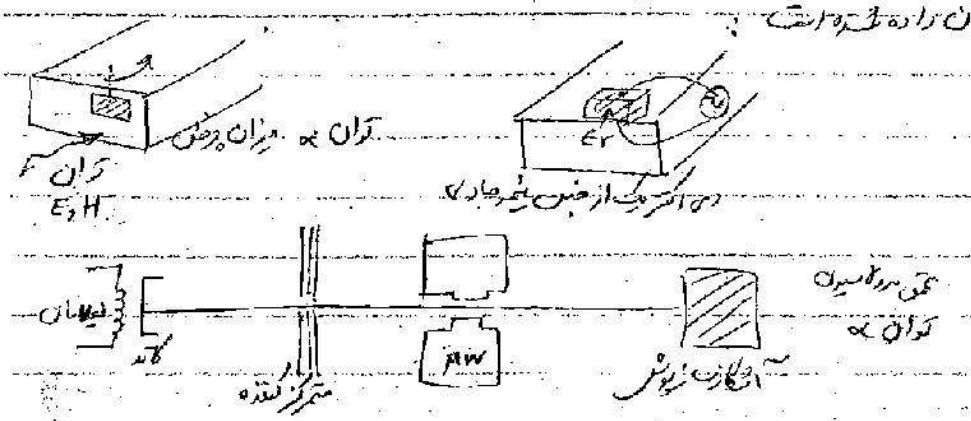
۱- آشکارسازی : اندازه‌گیری یعنی آشکارسازی + اندازه‌گیری ، آشکارسازی یعنی تبدیل کمیت الکترونیکی مهم به یک کمیت قابل اندازه‌گیری .

۲- درجه‌بندی : درجه‌بندی فقط یک اندازه‌گیری نسبی به ما می‌دهد .

۳- کالیبراسیون : سیستم اندازه‌گیری را وادار کند که یک کمیت خاص را صحیح نشان دهد .

◁ متناسب با روش آشکارسازی استانداردهایی برای اندازه‌گیری قدرت ابداع شده است:

۱- استاندارد اولیه: روش این استانداردها دارای کالیبراسیون ذاتی هستند. مثال‌هایی از آن داده شده است:



۲- استاندارد ثانویه:

تبدیل قدرت به کمیت دیگر مثل حرارت، مقدار جریان الکتریکی (DC) و سپس اندازه‌گیری جدید. ولی در این حالت این روابط تبدیل خیلی دقیق نیست.

۳- استانداردهای جابجایی:

این استانداردها مثل استانداردهای ثانویه هستند اما رابطه تبدیل توان مستقیم به توان آشکارساز مطمئن‌تر باشد.

آشکارسازی حرارتی:

گالوانومتر { ترموکوپل / بولومتر
ترموکوپل { اتصال ساده / اتصال چند
بولومتر { فلزی / نیمه‌هادی

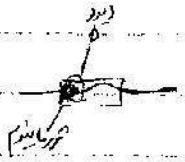
مقاومت این سنسورها با حرارت هستند. ترمیستور / بارتیر

در ترمیستورها $\frac{\partial R}{\partial T} < 0$ است ولی در بارتیرها $\frac{\partial R}{\partial T} > 0$ می‌باشند ولی به نکات زیر باید توجه داشت:

- بازه خطی عمل بودن ترمیستورها بیشتر است.
- بارتیرها نسبت به تغییرات دما عکس‌العمل سریع‌تری نشان می‌دهند. (۱۰۰ برابر)

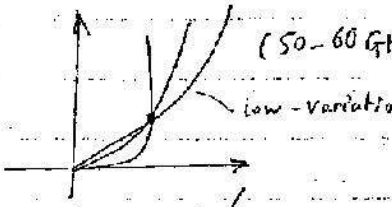
اصل جابجایی: رفتار حرارتی بولومتر باید مستقل از فرکانس باشد. (ایده‌آل)

۳ آشکارساز دیودی (استاندارد ناتیم).

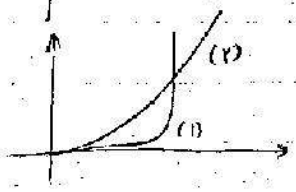


اتصال نقطه‌ای (کریستالی) : رنج کاری این دیود بسیار بالاست.

دیودها / تانکی ← از نوع (low-varier)



این دیودها نسبت به تانکی کاش بیشتر کاربرد دارند (50-60 GHz)



- در این آشکارساز می‌توان از منحنی (۲) استفاده می‌شود تا منحنی درجه ۲ نزدیک باشد و در Mixer ها از منحنی (۱) استفاده می‌کنند تا به سیگنال بسیار نزدیک تر باشد.

- در منحنی نمایی خود را به درجه ۲ نزدیک نمایید:

$$i = I_S\left(e^{v/V_T} - 1\right)$$

$$= \sum I_n\left(\frac{V_0}{V_T}\right)\cos n\omega t \xrightarrow{V_0/V_T \ll 1} I_{dc} \propto \left(\frac{V_0}{V_T}\right)^2 \propto \text{Power}$$

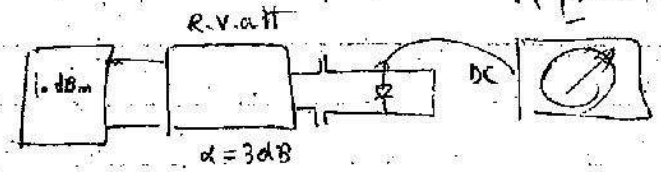
توان ورودی

$v \triangleq V_0 \cos\omega t$

$$\Rightarrow \boxed{I_{dc} \propto \text{Power}}$$

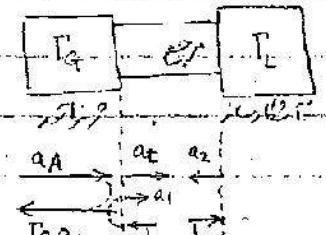
* عیب این آشکارسازایت ۵ همیشه تقریب درجه ۲ درست نیست (با هر چه توان کمتر باشد دقت با ۲ درجه خواهیم داشت).

یک مثال کاربردی از اندازه‌گیری (هر سه مرحله را دارم).



توانایی تضعیف به ازای step های 1dB !

قدرت سنج جذبی :



وسایل من در Box قرار دارد و آشکار ساز فقط از طریق اتصال برای اندازه گیری باشد. (که می تواند طول داشته باشد و یا طول آن صفر باشد.)

$$V = V^+ + V^-$$

V^- را بر حسب V^+ و Γ (ضریب reflection در محل بار) بنویسید

$$P_L = \frac{|V^+|^2}{Z_0} - \frac{|V^-|^2}{Z_0}$$

$$= \frac{|V^+|^2}{Z_0}(1 - |\Gamma|^2) \qquad (*)$$

اما گاهی هدف به دست آوردن اندازه ولتاژ است :

$$|V| = |V^+ + V^-|$$

$$= |V^+||1+\Gamma|$$

$$\longrightarrow |V^+|^2 = \frac{|V|^2}{|1+\Gamma|^2} \qquad (**)$$

$$(*,**) \longrightarrow P_L = \frac{|V|^2}{Z_0}\frac{1-|\Gamma|^2}{|1+\Gamma|^2} \Rightarrow \boxed{|V| = \sqrt{\frac{P_L Z_0}{1-|\Gamma|^2}}\,|1+\Gamma|}$$

اندازه گیری توان :

$$|a_A|^2 = P_{avs}$$

$$P_T = |a_t|^2 = |a_A|^2(1 - |\Gamma_G|^2)$$

$$P_L = |b_2|^2 - |a_2|^2 = |b_2|^2(1 - |\Gamma_L|^2)$$

واضح است : $\begin{cases} b_2 = a_1 + a_t \longrightarrow b_2 = \Gamma_G b_1 + a_t \Rightarrow a_t = b_2 - \Gamma_G b_1 & (1) \\ a_2 = b_1 \end{cases}$

$$(2,1) \longrightarrow P_T = |b_2 - \Gamma_G b_1|^2 \longrightarrow P_T = |b_2|^2 |1 - \Gamma_G\Gamma_L|^2$$

$$P_T = P_{avs}(1 - |\Gamma_G|^2) = \frac{P_L}{(1-|\Gamma_L|^2)}(|1 - \Gamma_G\Gamma_L|)^2$$

$$P_L = P_{avs}\frac{(1-|\Gamma_G|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-\Gamma_G\Gamma_L|^2}$$

چون سه دیود از Γ_L ، Γ_G مشخص نیستند پس سنسور حتماً خواهیم داشت و این خطا برای اتصالات مختلف مقدار متفاوت است .

پس در اندازه‌گیری توان هم error داریم هم Uncertainity :

میزان Uncertainity برحسب dB هم بیانگر این است که :

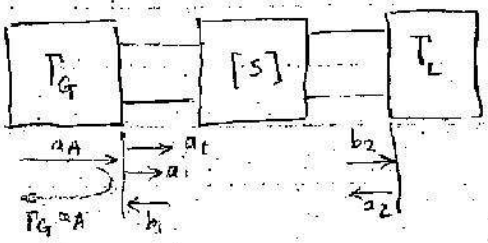
$10^{K\,watt} \equiv 70\,dBm$

مثلاً 1dB : Un.certa... $\Rightarrow \pm 2500$ watt

0.1dB : " $\Rightarrow \pm 200$ watt

این میزان خطا زیاد است !

برای رسیدن به این وضعیت از شبکه معادل زیر استفاده می‌کنند .



در این حالت روابط ذیل را داریم :

$$\begin{cases} P_T = P_A(1-|\Gamma_G|^2) \\ P_L = |b_2|^2(1-|\Gamma_L|^2) \end{cases}$$

$$\begin{cases} b_1 = S_{11}(a_1 + a_t) + S_{12}a_2 \\ b_2 = S_{21}(a_1 + a_t) + S_{22}a_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{a_1}{\Gamma_G} = S_{11}a_1 + S_{11}a_t + S_{12}\Gamma_L b_2 \Rightarrow \\ a_1(1-\Gamma_G S_{11}) = S_{11}\Gamma_G a_t + S_{12}\Gamma_L\Gamma_G b_2 \\ \Rightarrow \boxed{a_1 = \frac{(S_{11}a_t + S_{12}\Gamma_L b_2)\Gamma_G}{1-\Gamma_G S_{11}}} \end{cases}$$

$$b_2 = S_{22}\Gamma_L b_2 + S_{21}a_t + \frac{S_{11}a_t + S_{12}\Gamma_L b_2}{1-\Gamma_G S_{11}}\Gamma_G S_{21}$$

$$b_2 * \left(1 - S_{22}\Gamma_L - \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_G}{1-S_{11}\Gamma_G}\right) = \left(S_{21} + \frac{\Gamma_G S_{21}S_{11}}{1-S_{11}\Gamma_G}\right)a_T$$

$$b_2 = \frac{S_{21}a_t}{(1-S_{22}\Gamma_L)(1-S_{11}\Gamma_G) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_G}$$

$$\Rightarrow P_L = P_A \frac{1-|\Gamma_G|^2}{|1-S_{11}\Gamma_G|^2}|S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_{out}|^2}$$

$$P_A = P_L \frac{|(1-S_{11}\Gamma_G)(1-S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_G|^2}{(1-|\Gamma_G|^2)(1-|\Gamma_L|^2) + |S_{21}|^2\Gamma_L\Gamma_G}$$

حال اگر شبکه اضافه شده ایزوله باشد : (ایده آل) $S_{11} = S_{22} = S_{12} = 0$

$$P_A = P_L \frac{1}{(1-|\Gamma_G|^2)(1-|\Gamma_L|^2)+|S_{21}|^2}$$

در عبارات دیگر Uncertainty داریم. چون در عمل ایزوله توری با مشخصات فوق نداریم. Uncertainty کاملاً از بین نمی رود.

و اگر $S_{12} = 0$ (تقریباً صفر باشد) قسمت اعظمی از خطا حذف می شود و فارغ از مقادیر بین Γ_G و S_{11} و ... وجود دارد. اما با ترتیب خاص می توان گفت که چون S_{11} و S_{22} نزدیک به صفر ساخته می شوند و همچنین Γ_L کوچک اختیار می شود (دستگاه اندازه گیری را اینگونه می سازند) صورت کسر کوچک می شود و می توان 1 فرض نمود!

---

power meter — کابل — power sensor / power head

- در این کابل رابط تنها چیزی که نمی تواند باشد سیگنال RF است.

در مشخصات power head میزان ماکزیمم کوان توانی و همچنین رنج کاری فرکانس آن نوشته شده است.

همچنین جدول زیر نیز آماده است :

P	C.F
1	0.98
2	0.94
3	0.88
4	0.82
⋮	⋮

آزمایشگاه (استاندارد).

در این آزمایشگاه یک سنسور استاندارد وجود دارد و از روی آن ضریب تصحیح (C.F) سنسورهای دیگر را بدست می آورند.

$$\frac{P_L}{P_S}\Big|_{\text{ناشناخته}} \Big/ \frac{P_L}{P_S}\Big|_{\text{استاندارد}} = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{1-|\Gamma_S|^2} \cdot \left| \frac{(1-S_{11}\Gamma_G)(1-S_{22}\Gamma_S)-S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_S}{(1-S_{11}\Gamma_G)(1-S_{22}\Gamma_L)-S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_L} \right|^2$$

اگر ایزوله کامل باشد $\longrightarrow \frac{P_L}{P_S} = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{1-|\Gamma_S|^2}$

برای هر سنسور قدرت تعریف زیر وجود دارد :

$$P = \frac{I\,(\text{Read out})}{\eta\,(\text{efficiency})}$$

Read out : همان نتیجه‌ای که از خروجی مشاهده می‌کنیم.

η : چون تلفات در خود سنسور تا خروجی آن وجود خواهد داشت پس η داریم.

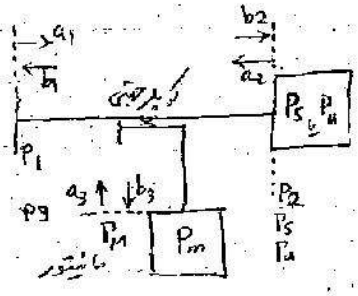
$$\Rightarrow \frac{P_L}{P_S} = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{1-|\Gamma_S|^2} = \frac{I_L/\eta_L}{I_S/\eta_S} \Rightarrow$$

$$\longrightarrow \frac{I_L}{I_S} = \frac{(1-|\Gamma_L|^2)\eta_L}{(1-|\Gamma_S|^2)\eta_S}$$

که به حاصلضرب $\eta_L(1-|\Gamma_L|^2)$ ضریب تصحیح یا Correction factor گوییند گاهی این ضریب Calibration factor گوییند.

چون این نوع اندازه‌گیری به نوعی سریال زمانی است یعنی ابتدا با یک دستگاه، اندازه‌گیری می‌کردیم و سپس پس از مدتی از یک دستگاه دیگر مقدار را خواندیم. امّا با تغییرات توان منبع به‌جای ضریب C.F نوشته می‌شود و با منبع می‌شود در اندازه‌گیری‌ها بعدی خطا داشته باشیم.

تشابه‌ای ۳ پورتی :



$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{bmatrix}$$

$$a_3 = \Gamma_m b_3 \quad , \quad a_2 = \frac{\Gamma_S}{\Gamma_u} b_2$$

$$P_m = |b_3|^2(1-|\Gamma_m|^2)$$
$$P_S = |b_2|^2(1-|\Gamma_S|^2) \longrightarrow \frac{P_m}{P_S} = \left|\frac{S_{31}}{S_{21}}\right|^2 \left|\frac{1-\Gamma_S G_{T2}}{1-\Gamma_m G_{T3}}\right|^2 \frac{1-|\Gamma_m|^2}{1-|\Gamma_S|^2}, \quad (*)$$

که در آن

$$G_{T2} \triangleq S_{22} - S_{21}S_{32}/S_{31}$$
$$G_{T3} \triangleq S_{33} - S_{31}S_{23}/S_{21} \; ;$$

توجه کنید اگر رابطه (*) را برای آشکارساز u (ناشناخته) بنویسیم، و رابطه بگیریم داریم :

$$\eta_u = \eta_S \left(\frac{I_{ms}}{I_{mu}} \cdot \frac{I_u}{I_S}\right) \left|\frac{1-\Gamma_u G_{T2}}{1-\Gamma_S G_{T2}}\right|^2 \frac{1-|\Gamma_S|^2}{1-|\Gamma_u|^2}$$

که I_{ms}، Read out مانیتور است وقتی S استاندارد بسته شده است، همچنین ...

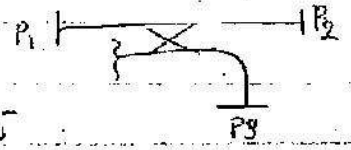
در رابطه بالا همه چیز به جز حالت تشابه‌ای مانیتور حذف خواهد شد. یعنی Γ_m و P_m و η_m دیگر نخواهد داشت.

مشکل اصلی در این روابط حضور Γ_2 است. در اندازه‌گیری اثر آن را

۱- یا اندازه می‌گیریم

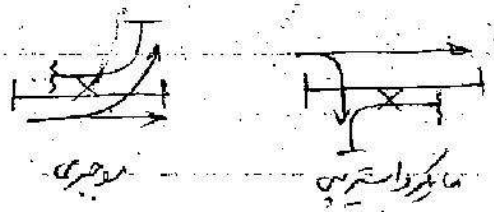
۲- یا با در نظر گرفتن حاشیه خطای آن را حذف می‌کنیم (صرفنظر می‌کنیم).

$$\Gamma_2 = S_{22} - \frac{S_{21}S_{32}}{S_{31}}$$



کوپلر جهتی ایده‌آل: $S_{22}=0$ تطبیق کامل ، $\frac{S_{31}}{S_{32}}=\infty$ ایزولاسیون $\longrightarrow \boxed{\Gamma_2 = 0}$

کوپلر جهتی مدجبره این تقریب را به خوبی ارضا می‌کنند. (-60 تا -65 dB) اما کوپلر stripline خیلی مناسب نیستند.



با توجه به این توان روابط را به صورت زیر دارند:

$$\eta_u = C' \left| \frac{1-\Gamma_u\Gamma_2}{1-\Gamma_s\Gamma_2} \right|^2$$

$$\longrightarrow \quad \eta_{u,max} = C' \left| \frac{1+|\Gamma_u\Gamma_2|}{1-|\Gamma_s\Gamma_2|} \right|^2 \quad ; \quad \eta_{u,min} = C' \left| \frac{1-|\Gamma_u\Gamma_2|}{1+|\Gamma_s\Gamma_2|} \right|^2$$

باید در نظر داشت که $|\Gamma_u\Gamma_2| \ll 1$ یا $|\Gamma_s\Gamma_2| \ll 1$ خیلی خیلی کوچکتر از یک هستند. (طراحی بالا خانه ایزولاتور است)

اگر $C \triangleq \eta_s \left(\frac{I_{ms}}{I_{mu}} \cdot \frac{I_u}{I_s}\right) \frac{1-|\Gamma_s|^2}{1-|\Gamma_u|^2} \longrightarrow CF = C \left| \frac{1 \pm |\Gamma_u\Gamma_2|}{1 \mp |\Gamma_s\Gamma_2|} \right|^2$

نکته قابل ملاحظه اینست که در ایزولاتور نیز ابتدا سنسور را استاندارد می‌گذاریم و I_s و I_{ms} را اندازه می‌گیریم و سپس سنسور ناشناخته را مورد آزمایش قرار می‌دهیم و I_u و I_{mu} را می‌خوانیم. ولی در ایزولاتور ما اندازه‌گیری نداریم: چون اگر تغییرات توان در خروجی داشته باشیم اثر آن در I_{mu} و I_{ms} دیده می‌شود. با جمله I_{ms}/I_{mu} اثر تغییرات منبع را حذف کرده‌ایم.

می‌توان از روش زیر اثر Γ_2 را حذف نمود:

$$\frac{P_m}{P_s} = \left|\frac{S_{31}}{S_{21}}\right|^2 \left|\frac{1-P_s\Gamma_2}{1-\Gamma_m\Gamma_3}\right| \frac{1-|\Gamma_m|^2}{1-|\Gamma_s|^2}$$

اگر در نظر بگیریم Γ_s :

$$C_2 \triangleq \left|\frac{S_{21}}{S_{21}}\right|^2 \frac{1-|\Gamma_m|^2}{|1-\Gamma_m\Gamma_3|^2}$$

(چون در طول کابلین وابسته)

آنگاه : $\frac{P_m}{P_s} = C_2 \frac{|1-\Gamma_s\Gamma_2|^2}{1-|\Gamma_s|^2}$

اگر در Γ_s یک طول $\lambda/4$ بر روی تف اضافه کنیم (که عموماً یک کابل کواکسیال خالی (خلاء) می باشد) به Airline معروف است داریم :

$$\frac{P'_{ms}}{P'_s} = C_2 \frac{|1+\Gamma_s\Gamma_2|^2}{1-|\Gamma_s|^2}$$

$$\Rightarrow \frac{P_{ms}}{P_s} + \frac{P'_{ms}}{P'_s} = 2C_2 \frac{1+|\Gamma_s\Gamma_2|^2}{1-|\Gamma_s|^2} \quad (**)$$

واضح است چنانچه وسیله ای که می خواهیم تلفات Airline متداول خطا را به حساب نداشته باشد دقت کنید در اینصورت خطای رابطه (**) کم شده است. چون $|\Gamma_s\Gamma_2|^2$ در مقابل ۱ قابل مقایسه بوده، ولی در صورتیکه قبلاً $|\Gamma_s\Gamma_2|$ را اندازه گیری شده باشد.

$$\frac{P_{ms}}{P_s} + \frac{P'_{ms}}{P'_s} = 2C_2 \frac{1+|\Gamma_u\Gamma_2|^2}{1-|\Gamma_s|^2}$$

$$\eta_u = \eta_s \frac{1-|\Gamma_s|^2}{1-|\Gamma_u|^2} \cdot \frac{I_{ms}/I_s + I'_{ms}/I'_s}{I_{mu}/I_u + I'_{mu}/I'_u}$$

اکثر روش در عمل بسیار مطلوب بوده و مورد استفاده می باشد.

قدرت سنجی بولومتری

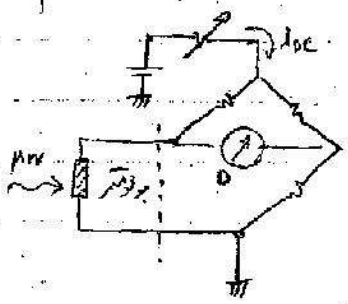
بولومتر: بارتر $\partial R/\partial T > 0$ ، ترمیستور $\partial R/\partial T < 0$

$P_{min} \simeq -30 \sim -40$ dBm

$P_{max} \simeq$ چند وات

عملاً شما با این مقاومت ها حرارت و تغییرات دما را اندازه می گیریم و بایستی آن توسط توان MW به آن منتقل شود و میزان گرمای تولید شده را اندازه می گیریم.

تکنیک اندازه گیری استفاده از پل تعادلی است.



ولتاژ از جاگیرنده MW با چیزی دیگر استفاده می کنند.

وقتی می کنیم MW به سیستم نتابد، مقاومت متغیر پل را طوری تنظیم می کنیم که گرمای حاصل از جریان عبوری (تنظیم شده) پل را متعادل کند.

حال اگر توان مایکروویو را به بولومتر بتابانیم و سپس با مقاومت متغیر پل را متعادل کنیم اختلاف توان DC را می‌توان معادل توان μW در نظر گرفت :

(۱) $P_{\mu W} = 0 \rightarrow$ پل متعادل $\rightarrow R_B = R_0' \rightarrow I = I_1$

(۲) $P_{\mu W} \neq 0 \rightarrow$ پل نامتعادل $\rightarrow I$ تغییر $\rightarrow$ پل متعادل، $R_B = R_0' \Rightarrow I = I_2$

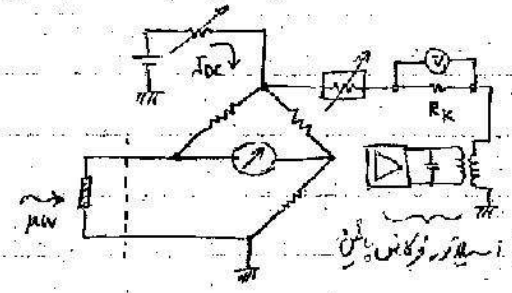
$$\text{تغییر توان خروجی DC} = R_0 I_1^2 - R_0 I_2^2 = R_0 (I_1^2 - I_2^2) = \Delta P_{DC}$$

اگر مقاومت حرارتی بولومتر تابع فرکانس نباشد آنگاه :

$$\boxed{\Delta P_{DC} = P_{\mu W}}$$

اندازه‌گیری جریان صفر آمپرمتر (تشخیص تعادل پل) بسیار سخت است و دقت خوبی ندارد (چون میزان توان نویز در فرکانس صفر زیاد است) ... در اینصورت از آشکارسازی (دیتکتور) ac استفاده می‌کنند.

مدار به صورت متعادل خواهد شد :



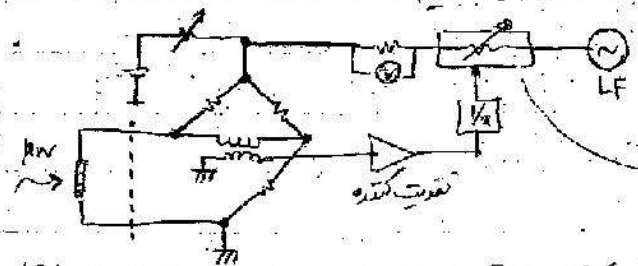
(۱) پل متعادل ← بولومتر ← P_{DC} ، P_{LF_1}

(۲) پل متعادل ← بولومتر ← P_{DC} ، P_{LF_2} ، $P_{\mu W}$ (برابرند)

P_{DC} ثابت $\rightarrow$

$$\boxed{P_{\mu W} = P_{LF_1} - P_{LF_2}}$$

برای اتوماتیک کردن این مدار از جریان DC تعادل دیتکت می‌گیریم :



گاهی اوقات توان بقدری است که دیتکت نمی‌تواند بولومتر را به تعادل برساند ، بنابراین باید ابتدا DC را در حدی تنظیم کنیم که توان LF بتواند پل را متعادل نماید.

در اندازه‌گیری توان مقدار مجاز اینگونه می‌گوییم که توان ماند روی ثبت که بتوان با کاهش یا افزایش توان LF

آن را اندازه گیری نمود چون پل به تعادل نمی رسد. مثلاً توان باقیه رادیم و هر چه توان LF را کم می کنیم پل به تعادل نمی رسد. در اینحالت ابتدا صفر Power meter را در عیاب μw با جریان DC و توان LF تنظیم می کنیم و سپس اگر نتوانستیم پل را به تعادل برسانیم با کم نمودن جریان DC با step شناخته شده، توان DC را کاهش داده و سپس با توان LF پل را به تعادل می رسانیم. در اینحالت باید توان DC مشخص را به مقدار قرائت شده میفزاییم.

نکته دیگر اینکه چون داشتیم:

$$P_{\mu w} + P_{LF} = cte$$

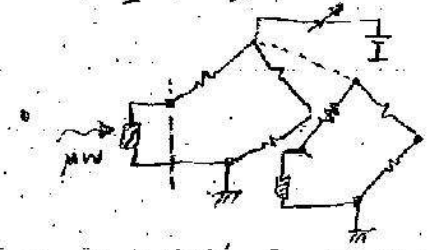
در حالت Max و min خواهیم داشت:

$$P_{\mu w} = 0 \quad , \quad P_{LF} = cte$$
$$P_{\mu w} = cte \quad , \quad P_{LF} = 0$$

بجای اینکه P_{LF} صفر شود یا باید اسیلاتور LF را خاموش کنیم (که باعث عدم پایداری دامنه و توان خروجی آن می شود) که این را قابل استفاده نیست و نیا اینکه تضعیف را ∞ نماییم. این مورد نیز امکان ندارد. در اینحالت مقدار cte را 1.2 برابر ماکزیمم رنج توان خوانده شده در نظر می گیرند تا در حالات min و max به صورت زیر داشته باشیم:

$$\left.\begin{aligned} P_{\mu w} &= 0 \quad , \quad P_{LF} = 1.2K = cte \\ P_{\mu w} &= K \quad , \quad P_{LF} = 0.2K \end{aligned}\right\} \longrightarrow P_{\mu w} + P_{LF} = 1.2 \max\{P_{\mu w}\} = cte.$$

یکی از مشکلات این اندازه گیری پاسخ دادن به هرگونه حرارت است پس تغییرات محیط نیز اعمال می شود. برای اینکار از بولومتر دیگری برای تغییرات محیط اطراف استفاده می شود. با توجه به این بولومتر اصلاً توان μw نمی کاهد و به نوعی موجب متصل است؟



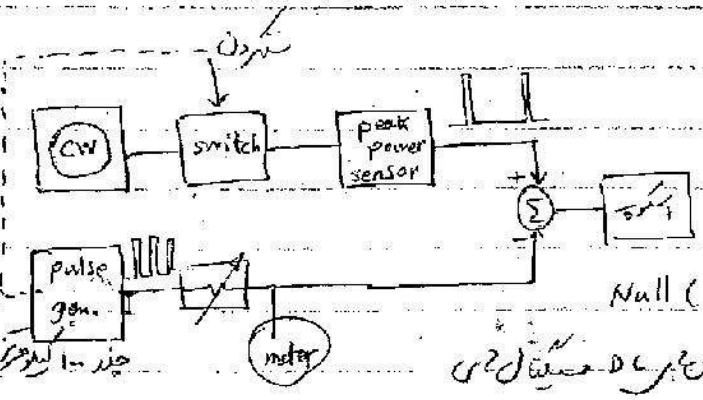
این دو بولومتر کاملاً شبیه هم هستند.

این مجموعه ها بسیار مقاوم ترند به تغییرات محیط اطراف.

هستند چون توان منبع توان اختلاف آن ها را به عنوان توان قرائت شده، نشان می دهد.

- اگر چند سنسور را در یک آشکارساز بکار ببریم با پیش آنها از نظر DC ایزوله باشند چون این لوپ های DC باعث اغتشاش میزان نویز می شود.

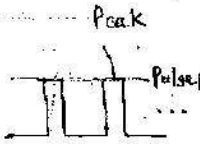
: peak power meter



مراحل مورد و ابزار کالیبراسیون peak-power meter

استفاده می شود:

در این مرحله تضعیف کننده را طوری تنظیم می کنیم و پالس های DC حاصل از آشکارکننده را حذف کند (Null)



$$P_{ave} \times \frac{\tau}{T} = \text{Pulse Power} = \text{Peak Power}$$

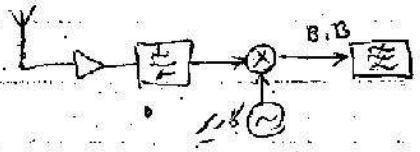
- میزان توان خوانده شده در peak power meter با توان تنظیم شده در (DC) meter برابر خواهد بود.
- با استفاده تغییرات عرض پالس می توان سرعت خازن peak pow. meter را اندازه گیری نمود.
- هرچه پالس را آنقدر باریک می کنید و ببینید تا چه سرعتی peak pow. meter می تواند سیگنال تولید شده را دنبال کند پالس های باریک pulse generator را حذف کند.

- آشکارسازی مستقیم

حساسیت حدود

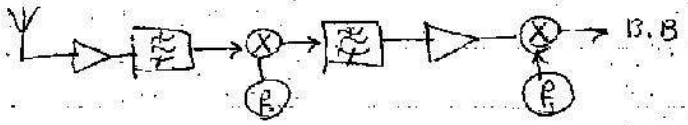
-65dBm

- آشکارسازی

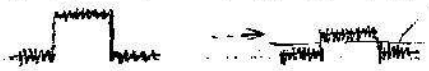


-95dBm

- آشکارسازی هتروداین



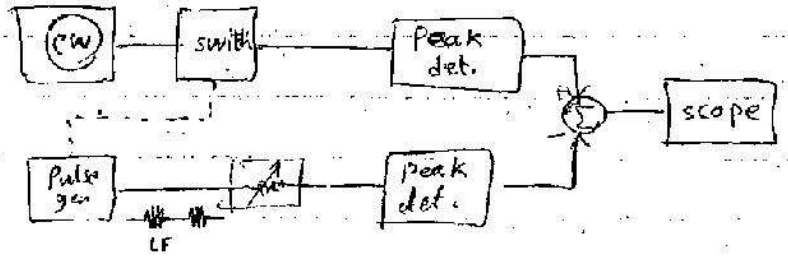
-120 dBm



حساسیت حاصل:

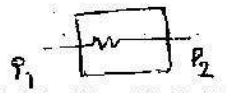
چون در آشکارسازی هتروداین از فیلترهای باریک توان نویز کمتری ایجاد شده بنابراین، میزان نویز در B.B حذف گردیده، در نتیجه حساسیت بالاتر اندازه گیری بیشتر می شود. (Q بیشتر حاصل می شود).

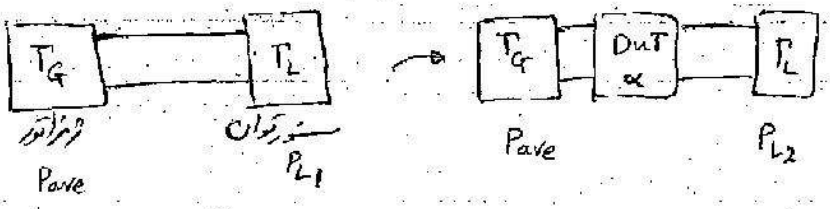
حشید در نرم‌افزار پالس DC نیت سنسور دارای زنگاش کمی می‌باشد:



اندازه‌گیری تضعیف

اگر بتوانیم توان ورودی P_1 و P_2 را به طریقی به هم برسانیم آنگاه می‌توان مقدار تضعیف را بدست آورد

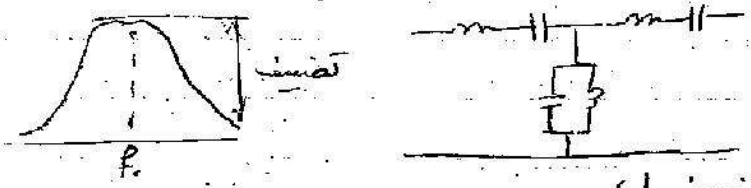




$$I.L. = 10\log\left(\frac{P_L^{(1)}}{P_L^{(2)}}\right) : \neq \alpha$$; Insertion loss

$$I.L. = \alpha = 10\log\left(\frac{P_L^{(1)}}{P_L^{(2)}}\right)\Big|_{\Gamma_G=\Gamma_L=0}$$ اگر $\Gamma_G = \Gamma_L = 0$ آنگاه :

توجه کنید تضعیف با تلفات یکی نیست! تضعیف بخشی از تلفات است که در DuT تبدیل به گرما می‌شود. چون ابزار Miss match نیز خواهد بود. مثلاً در مورد فیلتر زیر در نظر بگیرید:

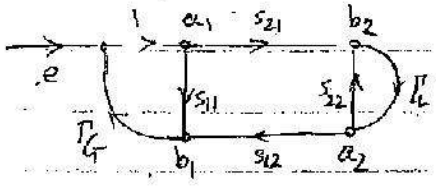


هیچ چیز نیت که تلف کند ولی تضعیف داریم.

توجه نمایید که Γ_L و Γ_G نسبت به $Z_0 = 50\Omega$ باید تا حد صفر باشد. لازم نیت که ورودی DuT با Γ_L و Γ_G جور باشد؛ این عدم جور بودن خود در مقدار تضعیف تاثیر خواهد داشت:

تضعیف : تلفات + Miss Match ;

مانند مثال داریم:



$$\begin{cases} a_1 = e + \Gamma_G b_1 \\ a_2 = b_2 \Gamma_L \end{cases}$$

$$P_L = |b_2|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)$$

$$b_2/e = \frac{S_{21}}{1 - (S_{11}\Gamma_G + S_{22}\Gamma_L + S_{21}\Gamma_L S_{12}\Gamma_G) + \Gamma_G\Gamma_L S_{11}S_{22}}$$

ضابطه مسیرها

$$P_L = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{\left|1 - (S_{11}\Gamma_G + S_{22}\Gamma_L + S_{12}S_{21}\Gamma_G\Gamma_L) + S_{11}S_{22}\Gamma_G\Gamma_L\right|^2} |e|^2$$

$$P_L^{(ii)} = P_L^{(2)}\Big|_{\substack{S_{11}=S_{22}=0 \\ S_{12}=S_{21}=1}} = \frac{|e|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_G\Gamma_L|^2}$$

$$[S] = \begin{bmatrix} \cdot & 1 \\ 1 & \cdot \end{bmatrix}$$

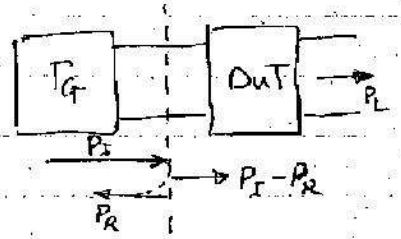
$$I.L = 10 \log\left(\frac{P_L^{(1)}}{P_L^{(2)}}\right) = 10 \log \frac{\left|1 - (S_{11}\Gamma_G + S_{22}\Gamma_L + S_{12}S_{21}\Gamma_L\Gamma_G) + S_{11}S_{22}\Gamma_L\Gamma_G\right|^2}{|S_{21}|^2 \, |1 - \Gamma_G\Gamma_L|^2}$$

$$\alpha = I.L.\Big|_{\Gamma_G = \Gamma_L = \cdot} = 10 \log \frac{1}{|S_{21}|^2}$$

تضعیف α \ انعکاسی / تلفاتی

$$\alpha_r = \frac{P_I}{P_I - P_R}$$

$$\alpha_d = \frac{P_I - P_R}{P_L}$$



در اینجالت فرض میشود $\Gamma_L = \cdot$ باشد:

$$P_R/P_I = |b_1|^2/|a_1|^2 = |S_{11}|^2 \longrightarrow \alpha_R = 10 \log \frac{1}{1 - |S_{11}|^2}$$

$$P_L/P_I = |b_2|^2/|a_1|^2 = |S_{21}|^2 \longrightarrow \alpha_d = 10 \log \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{21}|^2}$$

$$\Rightarrow \alpha_R + \alpha_d = 10 \log \frac{1}{|S_{21}|^2} = \alpha$$

پس α شامل تضعیف انعکاسی و تضعیف تلفاتی میباشد.

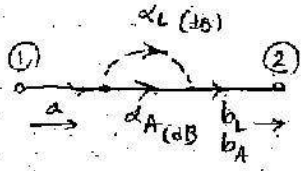
حالت واقعی : $\Gamma_G, \Gamma_L \neq 0 \longrightarrow$ Miss Match error (M)

$$M = I.L. - \alpha \quad \Rightarrow \quad M = 10 \log \frac{\left|1-(\Gamma_G S_{11} + \Gamma_L S_{22} + \Gamma_G \Gamma_L S_{12} S_{21}) + \Gamma_G \Gamma_L S_{11} S_{22}\right|^2}{\left|1-\Gamma_G \Gamma_L\right|^2}$$

$$M_{\substack{\text{limit} \\ \text{Uncertainty}}} = \pm 20 \log \frac{1 \pm |\Gamma_G S_{11}| \pm |\Gamma_L S_{22}| \pm |\Gamma_G \Gamma_L S_{21} S_{12}| \pm |\Gamma_G \Gamma_L S_{11} S_{22}|}{1 \pm |\Gamma_G \Gamma_L|}$$

چون در رابطه سمت چپ Γ_L ، Γ_G ، S_{22} ، S_{11} کوچک باشند ($\to 0$) پس جمله چهارم اثر کمی دارد. جمله سوم نیز در تضعیف کننده اثر کمی دارد چون S_{21} و S_{12} (معمولاً $-6dB$) خیلی کوچک باشند. در تقویت کننده نیز $I.L.$ کم باشد. در اینحالت S_{21} بزرگ است و S_{12} آن خیلی کوچک است بنابراین می‌توان از دو جمله آخر صرفنظر نمود.

خطای نشتی : (Leakage)



$$\alpha_A = 10 \log |a/b_A|^2 \longrightarrow |b_A| = |a| e^{-\alpha_A/20}$$

$$\alpha_L = 10 \log |a/b_L|^2 \longrightarrow |b_L| = |a| e^{-\alpha_L/20}$$

$$|b_A + b_L| = |a| \left(10^{-\alpha_A/20} \pm 10^{-\alpha_L/20}\right)$$

$$= |a| 10^{-\alpha_A/20} \left(1 \pm 10^{(\alpha_A - \alpha_L)/20}\right)$$

$$\frac{|a|}{|b_A + b_L|} = 10^{\alpha_A/20} \times \frac{1}{1 \pm e^{\frac{\alpha_A - \alpha_L}{20}}}$$

$$\Rightarrow \alpha_M = 20 \log \frac{|a|}{|b_A + b_L|} = \alpha_A + 20 \log \left[\frac{1}{1 \pm 10^{\frac{\alpha_A - \alpha_L}{20}}}\right] \quad (\alpha_M : \text{Measured})$$

$$\alpha_M - \alpha_A = \Delta\alpha_L = 20 \log \frac{1}{1 \pm 10^{\frac{\alpha_A - \alpha_L}{20}}}$$

$$\longrightarrow \boxed{\Delta\alpha_L = 20 \log \left(\frac{10^{(\alpha_L - \alpha_A)/20}}{10^{(\alpha_L - \alpha_A)/20} \pm 1}\right)}$$

* خطای نشتی

استانداردهای تضعیف :

روشهای مختلف برای اندازه‌گیری تضعیف وجود دارد که به چهار دسته تقسیم می‌شوند :

(۱) روشهای مبتنی بر توان
(۲) روشهای مبتنی بر شاخص‌ها
- مقایسه با RF ← ژنراتور کار DUT
- مقایسه با IF
- مقایسه با AF (DC, LF)

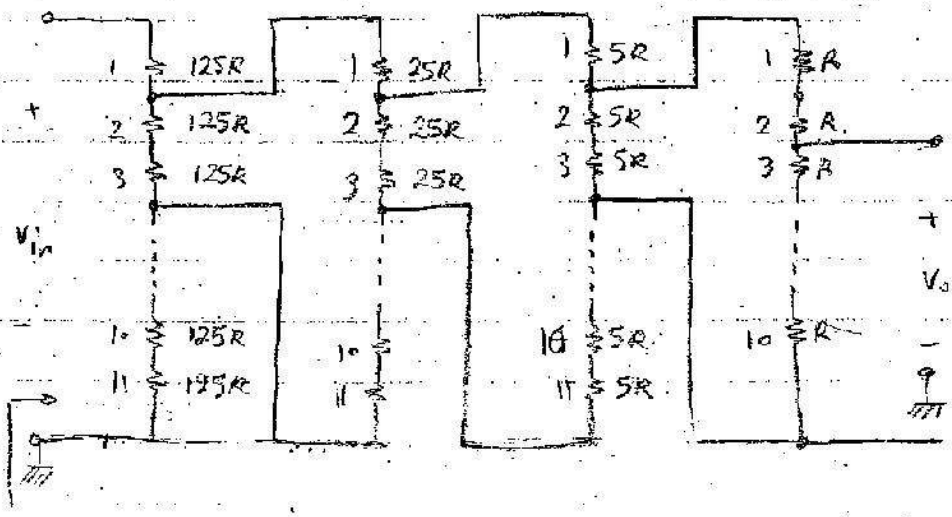
در این روش مقایسه تضعیف مجهول با یک تضعیف استاندارد مورد نظر است .

(۳) روشهایی که نیاز به استاندارد تضعیف ندارند .
(۴) روشهای مبتنی بر shuttle-pulse (اندازه‌گیری تضعیف آن بیشتر)
(۵) روشهای مبتنی بر اندازه‌گیری Q
(۶) روشهای مبتنی بر اثر Josephone
(۷) روشهای ابتکاری دیگر ...

معرفی استانداردهای تضعیف

۱- استاندارد تضعیف AF (DC ~ 100 KHz)
- مقسم ولتاژی مقاومتی Kelvin-Varly Voltage Divider
- سلفی " " Inductive Voltage Divider (IVD)

مثال از تقسیم‌کننده ۴ طبقه



$R_{in} = 1250\,R$

اگر مثلا N تا را دهیم، ضریب برابر $N/2$ خواهد بود (در این مثال: $N=10$, $N/2=5$)

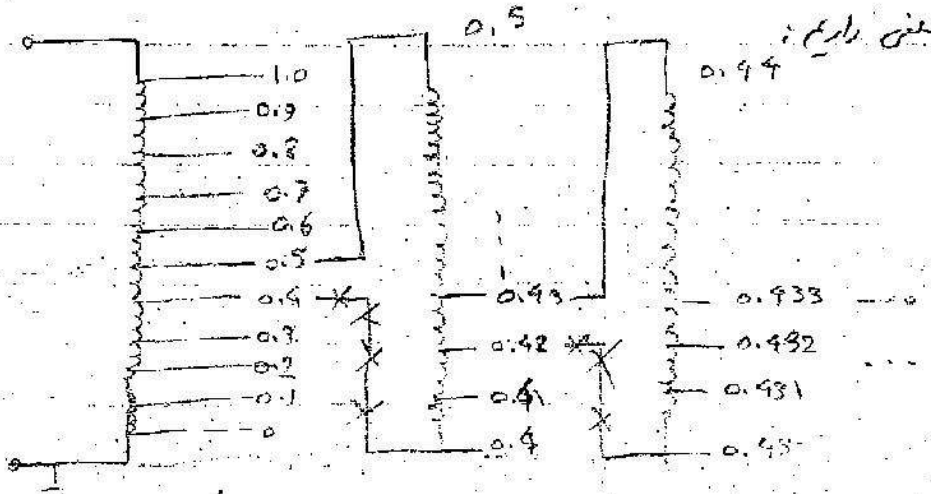
در این شکل:

$R_{in} = 1250\,R$

$R_{out(max)} \cong \frac{R_{in}}{4}\Big|_{R_{source}=0}$

پهنای باند این ساختار به لحاظ ساخت مقاومت محدود می‌شود (حداکثر تا 1MHz)

در حالت تقسیم سلفی داریم:

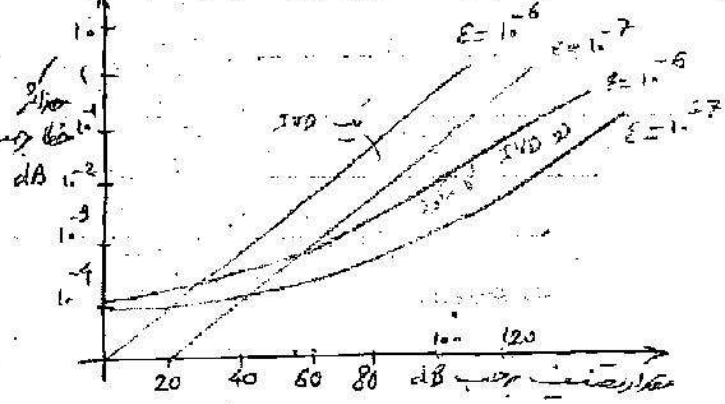


کمی از منابع تولید خطا در مقسم ولتاژ وجود دارند (با ازای تمام مقاومت‌ها)، اثر بارگذاری سلف‌های طبقات بعد، کوپلاژهای ناخواسته، leakage (در سلف‌ها و هسته‌ها و ترانس‌ها):

$$C = \frac{V_{out} - D V_{in}}{V_{in}}$$ تعداد تقسیم‌ها

اگر $D(dB) = \alpha$ ⇒ خطا بر حسب dB: $\Delta\alpha' = -8.68\,\varepsilon\, e^{\alpha/20}$

$\Delta\alpha' = -17.372\,\varepsilon\, 10^{\alpha/40} + 20\log\left|\frac{Z_{in}+Z_{out}}{Z_{in}}\right|$ اگر مدار تقسیم‌کننده دارای بار باشد (α).



بهترین عملکرد THD در حول و حوش 1KHz می‌باشد.